

Перестраиваемый высокодобротный резонатор на поверхностных акустических волнах

© В.Ф. Дмитриев,¹ Г.Д. Мансфельд,² В.И. Пустовойт³

¹ Научно-исследовательский институт системотехники,
192102 Санкт-Петербург, Россия
e-mail: vf_dmitriev@rambler.ru

² Институт радиотехники и электроники РАН,
103907 Москва, Россия
e-mail: mans@mail.cplire.ru

³ Научно-технологический центр уникального приборостроения,
117342 Москва, Россия
e-mail: vlad_pst@yahoo.com

(Поступило в Редакцию 12 декабря 2006 г.)

Выполнен теоретический анализ и проведена экспериментальная проверка возможности реализации перестраиваемого двухвходового резонатора на поверхностных акустических волнах. Перестройка центральной частоты резонатора осуществляется изменением эквивалентной длины его резонансной полости. Экспериментально получена перестройка центральной частоты резонатора на 25 kHz при ширине резонансного пика по уровню $-3 \text{ dB} \sim 4 \text{ kHz}$ (нагруженная добротность резонатора $\sim 24\,600$) на частоте $\sim 98 \text{ MHz}$. На основе выполненного исследования предложена конструкция перестраиваемого резонатора, управляемого постоянным электрическим полем и реализующего экспериментально полученные значения параметров. Предложенный резонатор может быть основой высокостабильного перестраиваемого генератора с низким уровнем фазовых шумов.

PACS: 43.35.Pt

Введение

Создание сверхзкополосных перестраиваемых резонаторов и полосовых фильтров является важной и актуальной задачей. Полосовые перестраиваемые фильтры весьма перспективны для различных систем связи, в том числе мобильной. Перестраиваемые высокодобротные резонаторы в отличие от неперестраиваемых с относительно низкими значениями добротности, которые обычно используются совместно с варакторными элементами, позволяют создавать перестраиваемые высокостабильные генераторы, управляемые напряжением, с очень низким значением фазовых шумов.

Отметим, что весьма интересным и перспективным применением высокодобротных резонаторов является их использование для прямого экспериментального подтверждения существования гравитационных волн [1]. Это одна из интереснейших проблем современной физики. Идея лазерного интерферометра как метода обнаружения гравитационных волн впервые была предложена в работе М.Е. Герценштейна и В.И. Пустовойта в 1962 г. [2]. Достигнутое к настоящему времени на экспериментальной установке LIGO в США минимальное перемещение одного зеркала относительно другого составляет около 10^{-18} m , однако для надежного прямого экспериментального доказательства существования гравитационных волн необходимо повысить чувствительность гравитационных антенн. Такая задача может быть решена путем использования резонаторов Фабри–Перо с распределенными отражателями [3].

Двухвходовые резонаторы на поверхностных акустических волнах (ПАВ) являются резонаторами Фабри–Перо с распределенными отражателями. Существует целый ряд различного типа конструкций двухвходовых резонаторов на ПАВ, каждый из которых имеет свои достоинства и недостатки [4]. С точки зрения достижения максимальных значений добротности наибольший интерес представляет конструкция резонатора, включающая две отражательные структуры (ОС) в виде канавок (выступов), вытравленных на поверхности пьезоэлектрика, и два встречно-штыревых преобразователя (ВШП). Анализ различных факторов, ограничивающих добротность данного типа резонатора на ПАВ, посвящена работа [5]. Следует отметить, что в работе [5] в качестве материала резонатора был выбран ниобат лития, что предопределило низкую добротность ($Q \sim 6150$ на частоте 68.5 MHz), полученную на экспериментальных образцах. Кроме того, данный материал обладает плохой термостабильностью. Значительно большие значения добротности ($\sim 16\,000$ на частоте 450 MHz) позволяют реализовать резонаторы на ПАВ, выполненные на кристаллическом кварце и помещенные в откачанный до высокого вакуума объем [6].

В данной работе в качестве материала звукопровода резонатора был использован кварц ST -среза и получено значение добротности $\sim 28\,000$ на частоте $\sim 100 \text{ MHz}$. Вакуумирование резонатора не проводилось. Кроме того, экспериментально показано, что увеличение расстояния между отражательными структурами, образующими резонатор, при прочих равных условиях позво-

ляет уменьшить ширину резонансного пика, т.е. увеличить добротность резонатора. Так, при расстояниях между отражательными структурами в резонаторе 400 и 1000 длин волн измеренные значения добротности основного резонанса составили $\sim 24\,600$ и $28\,000$ соответственно.

Вопрос перестройки центральной частоты узкополосной линии задержки, состоящей из двух ВШП, посредством изменения внешнего электрического поля был рассмотрен в работе [7]. На экспериментальных образцах устройств с центральной частотой 59 МГц было получено ее изменение на 12 кГц. Причем установлено, что в случае использования в качестве звукопровода X -среза кварца с направлением распространения 33.44 градуса относительно оси Y чувствительность центральной частоты к приложенному напряжению возрастает в 16 раз по сравнению с линией задержки, выполненной на кварце ST -среза.

Одним из наиболее продуктивных методов математического описания резонаторов с распределенными параметрами является метод, основанный на уравнениях связанных волн (см., например, [8,9]). В настоящей работе для моделирования резонатора использованы уравнения связанных волн в алгебраической форме [10], имеющие смысл, аналогичный смыслу уравнений, используемых для описания подобных структур в оптике [8]. Достоинством используемых уравнений является их пригодность для описания резонансных структур с несинусоидальным изменением параметров, таких как коэффициент отражения от поверхностных неоднородностей среды и коэффициент преобразования ПАВ электродами ВШП. Подчеркнем, что резонаторы на ПАВ относятся именно к такому типу структур, т.е. имеют несинусоидальный характер изменения параметров. Вместе с тем при достаточно большом количестве элементов в отражательной структуре или электродов в ВШП для отклика вблизи частоты основного резонанса известные уравнения связанных волн в дифференциальной форме (например, [3,9]) дают результаты, совпадающие с результатами расчета на основе уравнений связанных волн, используемых в данной работе.

Целью настоящей работы являлось исследование возможности создания высокостабильного высокодобротного перестраиваемого резонатора. Такой резонатор может быть основой высокостабильного перестраиваемого генератора с низким уровнем фазовых шумов. Кроме того, при соответствующем включении нескольких резонаторов, например по мостовой схеме, на его основе возможно создание сверхузкополосных перестраиваемых фильтров с высокой избирательностью.

1. Исходные положения

Наиболее подходящей конструкцией для высокодобротного высокостабильного резонатора является конструкция, использующая отражательные структуры в виде канавок или выступов, сформированных методами

фотолитографии и ионно-химического травления поверхности пьезокварца в вакууме [6,11,12]. Возможны два варианта относительного расположения ВШП и ОС [4]. В данной работе выбран вариант конструкции двухвходового резонатора, позволяющий вводить элементы управления перестройкой частоты резонанса.

Как известно, добротность резонатора определяется скоростью изменения фазы сигнала с частотой $Q \sim \frac{\partial \varphi}{\partial \omega}$ в области частоты резонанса. Наклон фазовой характеристики, в свою очередь, зависит от эквивалентной длины резонатора $L_E = L + 2l$, где L — расстояние между краями отражательных структур, l — глубина проникновения поля ПАВ в отражательную структуру. В случае резонатора на ПАВ, использующего отражательные структуры, возможно увеличение эквивалентной длины резонатора L_E двумя способами. Во-первых, раздвигая отражательные структуры, т.е. увеличивая расстояние между ОС (L), и во-вторых, уменьшая коэффициент отражения от канавки и одновременно увеличивая число отражателей, увеличивая тем самым l . Следует отметить, что второй способ имеет более жесткие технологические ограничения, чем первый. Увеличивая число отражателей (канавок), необходимо соблюсти условия синхронизма для всех отражателей. По мере увеличения числа канавок это становится все более сложной задачей из-за технологических разбросов положения и глубины отдельных канавок. Кроме того, скорость ПАВ под канавкой зависит от глубины канавки [5], поэтому технологический разброс в глубине канавок может нарушить условия фазового синхронизма для удаленных от резонансной полости канавок, они будут скорее рассеивать часть энергии ПАВ и не будут участвовать в формировании острого резонанса. К аналогичному результату приводят и технологические ошибки в позиционировании канавок.

Первый вышеупомянутый способ увеличения добротности резонатора используется в линиях задержки, предназначенных для стабилизации частоты в генераторах, для увеличения крутизны наклона фазовой характеристики. Недостаток способа состоит в том, что он существенно увеличивает габариты устройства и ухудшает его механические характеристики. В конструкции резонатора, исследуемого в данной работе, сочетаются оба способа увеличения добротности, причем на основе метода расчета, изложенного в следующем разделе, выбрана геометрия структуры, являющаяся, с точки зрения авторов, наиболее подходящей для проводимого исследования.

2. Конструкция перестраиваемого резонатора

Частотная характеристика резонатора, конструкция которого представлена на рис. 1, может иметь один и более резонансных пиков. Количество резонансных пиков зависит от того, сколько раз при отстройке частоты от центрального значения в пределах полосы

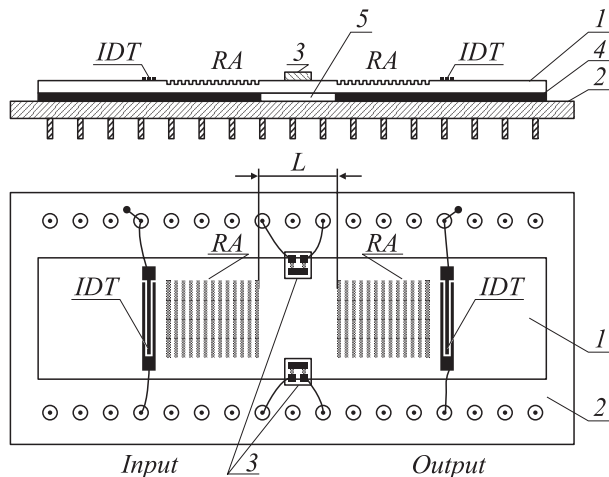


Рис. 1. ПАВ-резонатор (1) с нагревателями на основании корпуса: 2 — основание корпуса; 3 — нагреватели; 4 — пластичная металлическая прокладка (индий); 5 — воздушный зазор.

частот, где модуль коэффициента отражения ОС имеет значения, близкие к максимальному, будет выполнено условие фазового синхронизма [13]. При фиксированном значении коэффициента отражения от одной канавки количество резонансных пиков зависит от L .

Резонаторы включают две отражательные структуры в виде 900 канавок глубиной $0.1 \mu\text{m}$, выполненные на подложке из кварца ST -среза, и встречно-штыревые преобразователи (ВШП) с апертурой 400 длин волн, состоящие из 51 электрода каждый. Толщина металлической пленки алюминия, из которой выполнены электроды, составляет $0.3 \mu\text{m}$. Расстояние между центрами ближайших канавок отражательных структур для двух вариантов резонаторов составляет $L = 400.25\lambda_0$ и $1000.25\lambda_0$. Между отражательными структурами вне области распространения ПАВ на поверхности звукопровода закреплены два резистора (3) сопротивлением 3Ω и мощностью рассеивания 6 W каждый. Звукопровод (1) закреплен на поверхности основания корпуса (2) через две пластины из пластичного металла (индий), которые обеспечивают хороший тепловой контакт звукопровода и корпуса в месте их расположения и воздушный зазор между звукопроводом и корпусом в области звукопровода, расположенной между ОС. Это необходимо для эффективного отвода тепла с областей звукопровода в местах расположения ОС и для обеспечения теплоизоляции звукопровода от корпуса в области между ОС. Таким образом, при нагреве резисторов наиболее эффективно прогревается часть звукопровода между ОС, соответственно меняется скорость ПАВ в этой его части, а также его эквивалентная электрическая длина. Вместе с тем в области ОС и ВШП благодаря эффективному отводу тепла через основание корпуса температура звукопровода меняется мало, поэтому скорость ПАВ также меняется незначительно. Нагреватели выполнены в виде пленочных резисторов на ситалловой подложке.

Конструкция размещена внутри стандартного корпуса из ковара с металlostеклянными выводами, причем откачка внутренней полости корпуса не проводилась.

3. Метод расчета

Для расчета частотных характеристик резонаторов будем использовать метод, изложенный в работе [10]. Пусть задана структура в виде N металлических электродов с произвольно чередующейся полярностью, произвольно меняющимся периодом и перекрытием соседних электродов, расположенная на поверхности полубесконечного однородного изотропного пьезоэлектрика. Поперечное сечение структуры приведено на рис. 2, а. Источник сигнала частотой ω и амплитудой U_0 подключен слева. Следует отметить, что приводимые далее соотношения могут быть использованы для расчета отражательных структур в виде металлических электродов (рис. 2, б) или канавок (рис. 2, в).

Рассмотрим k -й электрод структуры (рис. 3). Пусть $R(z, \omega)$ и $S(z, \omega)$ — две связанные между собой плоские волны с волновым числом k , распространяющиеся в электродной структуре ВШП и имеющие смысл потенциалов. Причем $R(z, \omega)$ распространяется в направле-

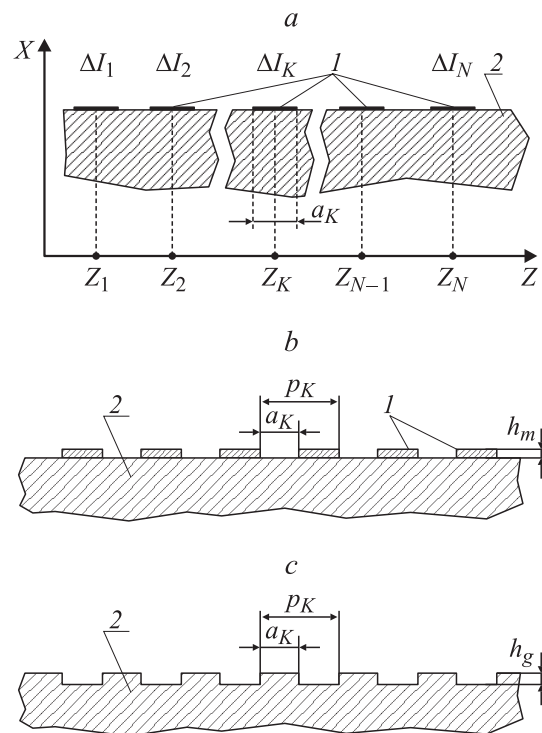
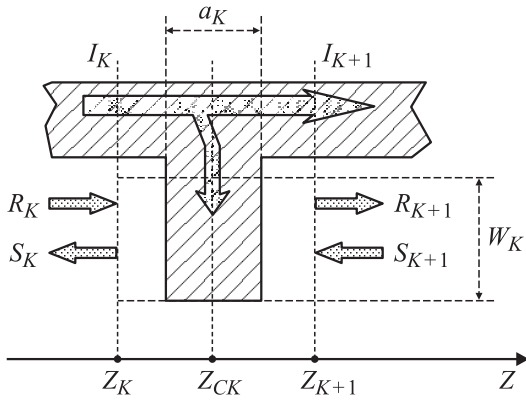


Рис. 2. Топологические структуры устройств на ПАВ, описываемые уравнениями (3)–(5). а — встречно-штыревой преобразователь, $\Delta I_1 \dots \Delta I_N$ — токи в электродах, $z_1 \dots z_N$ — координаты электродов; б — отражательная структура в виде металлических полосок, h_m — толщина металлических полосок; в — отражательная структура в виде канавок (выступов) p_K , a_K — период и ширина k -го электрода (канавки), h_g — глубина канавок. 1 — металлические электроды, 2 — пьезоэлектрик.

Рис. 3. k -й электрод ВШП.

нии оси z (прямая волна), а $S(z, \omega)$ — в направлении, противоположном оси z (обратная волна). Однородные плоские волны запишем в виде

$$R(z, \omega) = R(\omega) \exp(-jkz), \quad (1)$$

$$S(z, \omega) = S(\omega) \exp(+jkz), \quad (2)$$

где $R(\omega)$, $S(\omega)$ — комплексные амплитуды соответствующих волн.

Пусть на k -й электрод слева падает волна $R_K(z, \omega)$, а справа — $S_{K+1}(z, \omega)$. Прошедшие волны с комплексными амплитудами $S_K(\omega)$ являются суперпозицией парциальных волн, образовавшихся за счет отражения падающей на электрод волны с амплитудой $R_K(\omega)$, части прошедшей через область k -го электрода волны с амплитудой $S_{K+1}(\omega)$ и волны, образовавшейся за счет преобразования энергии переменного электрического поля, создаваемого источником сигнала частотой ω и амплитудой U_0 , в поверхностную акустическую волну. Аналогично прошедшие волны с комплексными амплитудами $R_{K+1}(\omega)$ являются суперпозицией парциальных волн, образовавшихся за счет отражения падающей на электрод волны с амплитудой $S_{K+1}(\omega)$, части прошедшей через область k -го электрода волны с амплитудой $R_K(\omega)$ и волны, образовавшейся за счет преобразования энергии переменного электрического поля, создаваемого источником сигнала частотой ω и амплитудой U_0 , в поверхностную акустическую волну. Тогда для комплексных амплитуд прошедших волн $S_K(\omega)$ и $R_{K+1}(\omega)$, с учетом соответствующих фазовых множителей и механизмов отражения, прохождения и преобразования ПАВ можно получить

$$\begin{aligned} S_K(\omega) = & r_K \eta_{1K} (1 - |\xi_K^-|^2)^{1/2} \exp(-j\kappa_E p_K) R_K(\omega) \\ & + \eta_{1K} (1 - |r_K|^2)^{1/2} (1 - |\xi_K^+|^2)^{1/2} \\ & \times \exp(-j\kappa_E p_K) S_{K+1}(\omega) + \xi_K^-(\kappa) \eta_{2K} \\ & \times \exp(-j\kappa_E p_K/2) U_0, \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} R_{K+1}(\omega) = & \eta_{1K} (1 - |r_K|^2)^{1/2} (1 - |\xi_K^-|^2)^{1/2} \\ & \times \exp(-j\kappa_E p_K) R_K(\omega) + r_K \eta_{1K} (1 - |\xi_K^+|^2)^{1/2} \\ & \times \exp(-j\kappa_E p_K) S_{K+1}(\omega) + \xi_K^+(\kappa) \eta_{2K} \\ & \times \exp(-j\kappa_E p_K/2) U_0, \end{aligned} \quad (4)$$

где r_K — комплексный коэффициент отражения от k -го электрода (канавки); κ_E — эффективное волновое число ПАВ; $p_K = z_{K+1} - z_K$; величины $\xi_K^+(\kappa)$ и $\xi_K^-(\kappa)$ определяют эффективность прямого преобразования ПАВ на k -м электроде в направлениях $+z$ и $-z$ соответственно; коэффициенты ξ_K^+ и ξ_K^- определяют уменьшение амплитуды волны при ее прохождении под электродом за счет частичного обратного преобразования; $\eta_{1K} = W_{1K}/W_0$, $\eta_{2K} = W_{2K}/W_0$, W_0 — максимальная апертура, W_{2K} — перекрытие k -го и $(k+1)$ -го электродов, $W_{1K} = W_0$ в случае, если используются холостые электроды, и $W_{1K} = W_{2K}$ — если холостые электроды не используются. Центр отражения (преобразования) ПАВ принят находящимся в центре электрода z_{CK} .

Эффективное волновое число на отрезке между координатами z_K и z_{K+1} определим через среднее значение длины волны

$$\begin{aligned} \kappa_E = & 2\pi p_K / [\lambda_0(p_K - a_K) + \lambda_m a_K] \\ = & \omega p_K / [V_0(p_K - a_K) + a_K V_m(h_m)] - j\alpha_K, \end{aligned}$$

где V_0 — скорость ПАВ на свободной поверхности; λ_m и $V_m(h_m)$ — длина волны и скорость ПАВ под металлизированной поверхностью соответственно; α_K — коэффициент затухания, обусловленный всеми источниками потерь, при распространении ПАВ в электродной структуре от координаты z_K до координаты z_{K+1} и приведенный к единице длины.

Изменение тока в шине ВШП происходит за счет преобразования прямой и обратной волн и падения напряжения на емкости электрода. Тогда изменение тока $\Delta I_K(\omega)$ в контактной шине ВШП на k -м электроде равно

$$\begin{aligned} \Delta I_K(\omega) = & I_K(\omega) - I_{K+1}(\omega) = \eta_{2K} \exp\left(-j\kappa_E \frac{p_K}{2}\right) \\ & \times \left\{ [\xi_K^-(\kappa)]^* - \eta_{1K} (1 - |\xi_K|^2)^{1/2} \right. \\ & \times \left. [r_K \xi_K^+(\kappa) + (1 - |r_K|^2)^{1/2} \xi_K^-(\kappa)] \exp(-j\kappa_E p_K) \right\} R_K(\omega) \\ & + \eta_{2K} \exp\left(-j\kappa_E \frac{p_K}{2}\right) \left\{ [\xi_K^+(\kappa)]^* - \eta_{1K} (1 - |\xi_K|^2)^{1/2} \right. \\ & + \left. [r_K \xi_K^-(\kappa) + (1 - |r_K|^2)^{1/2} \xi_K^+(\kappa)] \exp(-j\kappa_E p_K) \right\} S_{K+1}(\omega) \\ & + \left\{ i\omega \eta_{2K} (C_2/2) - \xi_K^+(\kappa) \xi_K^-(\kappa) \eta_{2K}^2 \exp(-j\kappa_E p_K) \right\} U_0, \end{aligned} \quad (5)$$

где звездочка есть знак комплексно-сопряженной величины.

Частотно-зависимые коэффициенты $\xi_K^+(\kappa)$ и $\xi_K^-(\kappa)$ определяют эффективность преобразования подводимой

к k -му электроду преобразователя мощности в направлениях $+z$ и $-z$ соответственно. Используя комплексную теорему Пойнтинга для известного распределения поверхностного тока на электродах ВШП в виде $J(z, \kappa)$ и проведя преобразования, аналогичные проделанным в [14], можно получить

$$[\xi_K^\pm(\kappa)]^2 = \frac{W_0}{U_0^2} \int_{a_K}^{b_K} \left\{ \begin{array}{l} \varphi_R^+(z, \kappa) \\ \varphi_S^-(z, \kappa) \end{array} \right\} J^*(z, \kappa) dz. \quad (6)$$

Потенциалы $\varphi_R^+(z, \kappa)$, $\varphi_S^-(z, \kappa)$, создаваемые прямой и обратной ПАВ, выразим, воспользовавшись методом функции Грина

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_R^+(z, \kappa) \\ \varphi_S^-(z, \kappa) \end{array} \right\} = \frac{1}{-i\omega} \int_{-\infty}^{\infty} G^\pm(z - z_0, \kappa) J(z_0, \kappa) dz_0, \quad (7)$$

где $G^\pm(z - z_0, \kappa)$ — функция Грина поверхностной акустической волны для случая $\kappa > 0$ и $\kappa < 0$ соответственно [15].

Зная комплексные амплитуды волн на входе и выходе ВШП или отражательной структуры и используя уравнения (3)–(5), можно определить их значения при любом значении координаты z внутри ВШП (отражательной структуры). Следует отметить, что парциальную проводимость k -го электрода определяет коэффициент при U_0 в уравнении (5). Входная проводимость ВШП есть сумма парциальных проводимостей всех электродов.

Приведенные соотношения позволяют рассчитывать входную проводимость ВШП в составе фильтра или резонатора, использующего отражательные структуры. Отметим, что при определении комплексных амплитуд потенциалов в отражательной структуре в виде металлических полосок в уравнениях (3)–(5) $U_0 = 0$, а для ОС в виде канавок $U_0 = 0$, $\xi_K^\pm(\kappa) = 0$, $C_2 = 0$, причем уравнение (5) нужно исключить.

4. Результаты расчета и измерений частотных характеристик резонаторов

В процессе измерений параметров резонаторов использовались две установки. В связи с жесткими требованиями к точности измерений в пределах очень узкого частотного интервала (ширина резонансного пика на частоте 98 МГц составляла всего ~ 4 кГц) измеритель АЧХ панорамного типа Х1-42 использовался лишь для качественного контроля характеристик резонатора. Точные измерения были выполнены с помощью высокостабильного генератора и анализатора спектра. Блок-схема установки приведена на рис. 4. В качестве источника сигнала использовался прецизионный генератор Г4-176, а в качестве индикатора выходного сигнала служил высокочувствительный прибор — анализатор спектра СК4-59.

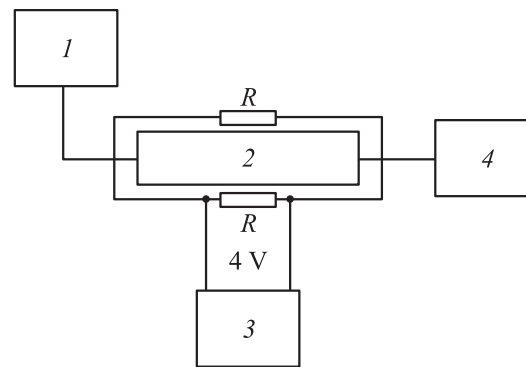


Рис. 4. Блок-схема измерительной установки: 1 — генератор Г4-176; 2 — резонатор; 3 — источник питания Б5-43; 4 — анализатор спектра СК4-59, R — нагреватели в виде пленочного резистора.

Нагрев пленочных резисторов осуществлялся постоянным током от источника питания Б5-43.

Были спроектированы, а затем изготовлены два резонатора конструкции, приведенной на рис. 1, и соответствующие случаям, когда на частотной характе-

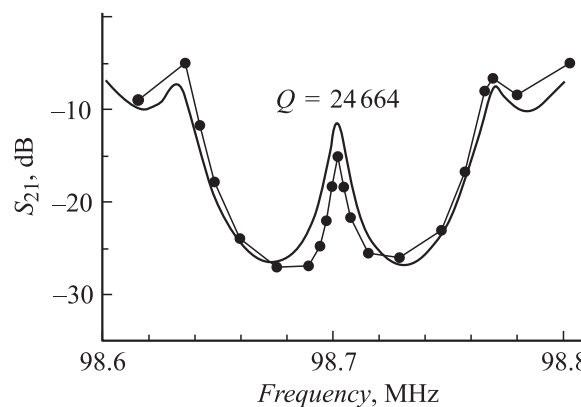


Рис. 5. Сопоставление результатов расчета и измерений частотной характеристики резонатора, представленного на рис. 1, при $L = 400.25 \lambda_0$. Глубина канавок $0.10 \mu\text{m}$. При расчете принято: $\alpha = 0.0005 \text{ dB}/\lambda_0$. Q — нагруженная добротность резонанса.

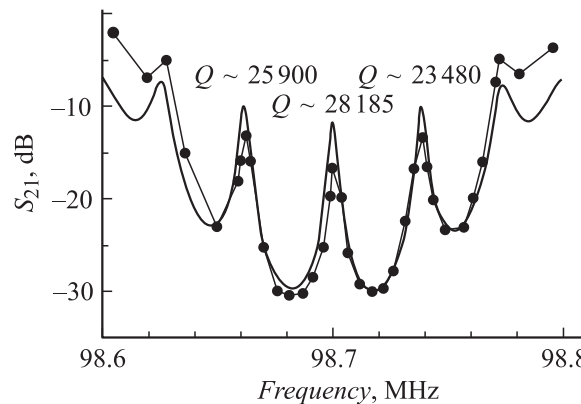


Рис. 6. То же, что на рис. 5, при $L = 1000.25 \lambda_0$. Глубина канавок $0.105 \mu\text{m}$; $\alpha = 0.00015 \text{ dB}/\lambda_0$.

ристике резонатора имеет место один ($L = 400.25\lambda_0$) и три резонансных пика ($L = 1000.25\lambda_0$). Прочие параметры резонаторов приведены в разд. 1. Результаты расчета и измерений представлены на рис. 5 и 6 и хорошо соответствуют друг другу. Данные на рис. 5 и 6 приведены относительно уровня -22 dB. Отметим, что соответствие результатов расчета и эксперимента позволяет верно предсказывать фазовые соотношения для волн, распространяющихся между двумя ОС. Этот факт был использован при определении изменения эквивалентной электрической длины резонансной полости при ее локальном нагреве.

5. Результаты исследования перестройки резонатора

Для перестройки резонансной частоты резонатора изменялась эквивалентная электрическая длина резонансной полости резонатора L путем избирательного нагрева этой части резонатора. Для исследования был выбран резонатор, имеющий в отсутствие тока в резисторах $L = 400.25\lambda_0$ (рис. 5). На рис. 7 представлен вид частотной характеристики резонатора вблизи резонанса на экране прибора X1-42 до (кривая 2) и после (кривая 1) локального нагрева резонансной полости в „квазиустановившемся“ режиме. Под „квазиустановившемся“ режимом подразумевается ситуация, когда после включения нагревателя закончилось заметное перемещение резонанса по оси частот. Такая ситуация имела место примерно через 2 min после включения нагревателя.

Точные измерения были выполнены с помощью установки по блок-схеме, представленной на рис. 4. В таблице приведены результаты измерения смещения характерных частот резонансной характеристики резонатора при воздействии и в отсутствие воздействия локального нагрева звукопровода в области резонансной полости, что соответствует изменению эквивалентной электрической длины резонансной полости.

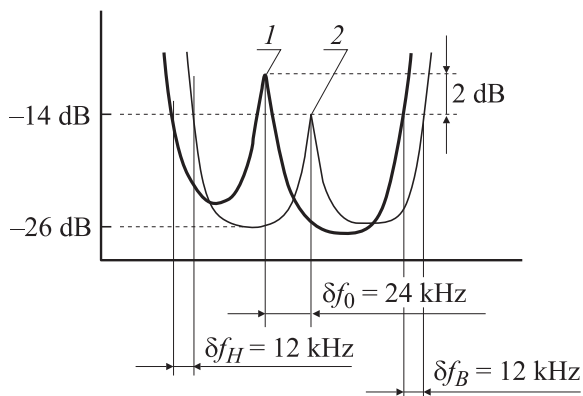


Рис. 7. Вид резонансной характеристики вблизи резонанса на экране прибора X1-42 до (кривая 2) и после (кривая 1) локального нагрева резонансной полости (в „квазиустановившемся“ режиме).

Значения характерных частот	Мощность, рассеиваемая в нагревателях, W		Смещение характерных частот δf , kHz
	0	2×5.2	
f_0 , MHz	98.656	98.631	$\delta f_0 = 25$
f_H , MHz	98.599	98.587	$\delta f_H = 12$
f_B , MHz	98.707	98.695	$\delta f_B = 12$
$\Delta f_H = f_0 - f_H$, kHz	57	44	—
$\Delta f_B = f_B - f_0$, kHz	51	64	—

В таблице обозначено: f_0 — значение центральной частоты, f_H , f_B — нижняя и верхняя частоты резонансной „ямы“ (рис. 7), $\Delta f_H = f_0 - f_H$, $\Delta f_B = f_B - f_0$. Из таблицы следует, что общее смещение резонансного пика составляет 25 kHz.

На рис. 8 представлены результаты точных измерений по схеме рис. 4 смещения положения максимумов и минимумов резонансной характеристики при трех значениях мощности, рассеиваемой в нагревателях (трех значениях температур звукопровода в области резонансной полости), соответствующих трем значениям эквивалентной электрической длины резонансной полости: L , L_1 , L_2 . В процессе расчета подбиралась такая длина L_1 (рис. 8, b) или L_2 (рис. 8, c) (отличная от $L = 400.25\lambda_0$), при которой экспериментально измеренные положения максимумов и минимумов резонансной характеристики наилучшим образом ложились бы на расчетную кривую.

Одновременно рассчитывалось эквивалентное изменение температуры звукопровода в области резонансной полости ($t_1 - t_0$), соответствующее этому изменению длины. При расчете подбиралась такая разница температур, при которой расчетное положение (смещение по частоте) резонансного пика совпадало с измеренным. Изменение температуры пересчитывалось в изменение скорости. При расчете предполагалось, что температура звукопровода меняется только в области между отражательными структурами, а скорость ПАВ в ОС предполагалась неизменной. Для обеспечения этого условия кварцевая пластина, установленная в корпусе, имеет хороший тепловой контакт с пластичным металлом (индий) только в области отражательных структур и ВШП (рис. 1).

Кривая 2 на рис. 8, b и c соответствует первоначальному положению расчетной резонансной характеристики (рис. 8, a).

6. Конструкция резонатора, перестраиваемого электрическим полем

В разд. 2 получены экспериментальные данные, хорошо соответствующие результатам расчета и демонстрирующие возможность перестройки частоты резонатора изменением эквивалентной электрической длины

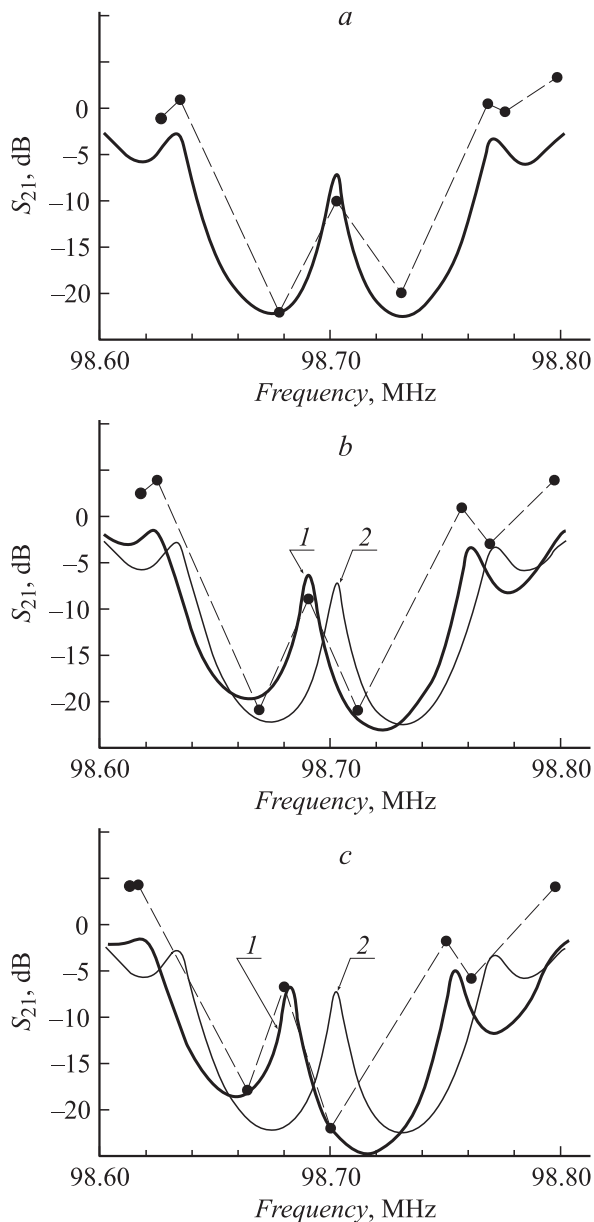


Рис. 8. Результаты измерений положений максимумов и минимумов резонансной характеристики в сопоставлении с расчетом при различных режимах нагревателя: *a* — условия измерений: $I = 0$; расчет при $L = 400.25 \lambda_0$ ($t_1 - t_0 = 0^\circ$); *b* — $U = 3 \text{ V}$, $I = 1 \text{ A}$; 1 — $L_1 = 400.33 \lambda_0$ ($t_1 - t_0 = 12^\circ$); 2 — $L_1 = 400.25 \lambda_0$; *c* — $U = 4 \text{ V}$, $I = 1.3 \text{ A}$; 1 — $L_2 = 400.40 \lambda_0$ ($t_2 - t_1 = 20^\circ$); 2 — $L_2 = 400.25 \lambda_0$.

резонансной полости L . Данный способ перестройки резонатора является инерционным и зависящим от температуры внешней среды. Более удобным с точки зрения быстрействия, стабильности и качества получаемых результатов является способ локального изменения скорости ПАВ внешним электрическим полем [7]. В этом случае следует ожидать более четких границ между областями звукопровода с различными скоростями ПАВ. Соответственно не будет нарушаться условие фазового синхронизма у волн, отраженных канавками ОС,

находящимися вблизи резонансной полости. Ранее, в работе [7], были выполнены эксперименты по изучению влияния внешнего электрического поля, приложенного к металлическим электродам, расположенным на верхней и нижней поверхностях пластины, на изменение центральной частоты линии задержки на ПАВ. Приложенное электрическое поле меняет длину звукопровода и скорость ПАВ в пластине пьезокварца [7]. В [7] также установлено, что в пластине кварца X-среза (плоскость YZ) в случае направления распространения ПАВ, составляющего 33.44 градуса относительно оси Y , чувствительность центральной частоты линии задержки к приложенному электрическому полю составляет

$$(\Delta f / f) / E = 9.5 \cdot 10^{-12} \text{ м/В}, \quad (8)$$

где E — напряженность электрического поля, причем 90% изменения частоты обусловлено изменением скорости ПАВ. Согласно экспериментальным данным [7], для напряжения смещения 5500 V , приложенного к электродам на поверхности пластины, толщиной 0.254 mm , изменение центральной частоты линии задержки составляет 12 kHz при $f_0 = 59 \text{ MHz}$, причем это в 16 раз больше, чем для кварца ST -среза. Важным обстоятельством является тот факт, что зависимость изменения частоты от приложенного напряжения линейна.

Конструкция перестраиваемого резонатора, использующего для управления центральной частотой резонансной характеристики изменение эквивалентной длины резонансной полости, представлена на рис. 9. Расчет по соотношениям [10] с использованием соотношения (8) показывает, что для получения перестройки частоты, аналогичной полученной в конструкции рис. 1, необходимо при толщине пластины 0.254 mm приложить к управляющим электродам напряжение 5 kV . Следует отметить, что в конструкции герметизируемого коварового корпуса (рис. 9) потребляемая мощность определяется токами утечки, и при сопротивлении изоляции не менее $20\,000 \Omega$ весьма незначительна.

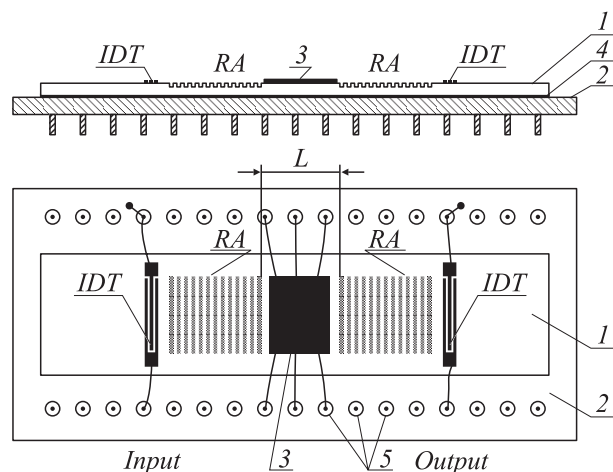


Рис. 9. Конструкция перестраиваемого резонатора, управляемого внешним электрическим полем. 1 — ПАВ-резонатор; 2 — основание корпуса; 3 — верхний электрод; 4 — нижний электрод; 5 — изоляторы.

Список литературы

- [1] Брагинский В.Б. // УФН. 2000. Т. 170. С. 743.
- [2] Герцеништейн М.Е., Пустовойт В.И. // ЖЭТФ. 1962. Т. 43. Вып. 2(8). С. 605–607.
- [3] Пустовойт В.И. // ДАН. 2006. Т. 407. № 4. С. 472–477.
- [4] Coldren L.A., Rosenberg R.L. // Ultrasonic Symp. Proc. 1978. P. 422–434.
- [5] Li R.C.M., Williamson R.C., Flanders D.C., Alusow J.A. // Ultrasonic Symp. Proc. IEEE. 1974. P. 257–262.
- [6] Parker T.E., Anders D. // Int. Frequency Control Symp. 1993. P. 178–185.
- [7] Joshi S.G. // Ultrasonic Symp. Proc. 1984. P. 203–206.
- [8] Яриш А., Юх П. Оптические волны в кристаллах. М.: Мир, 1986.
- [9] Birykov S.V., Martin G., Polevoi V.G. et al. // IEEE Trans. on UFFC-42. 1995. Vol. UFFC-42. N 4. P. 612–618.
- [10] Дмитриев В.Ф. // ЖТФ. 2004. Т. 74. Вып. 10. С. 94–102.
- [11] Tanski W.J. // IEEE Trans. on SU. 1979. Vol. Su-26. P. 93–104.
- [12] Григорьевский В.И. Распространение волн Рэлея вдоль поверхности твердого тела с периодическим рельефом. Автореф. дис. канд. физ.-мат. наук. М., 1986.
- [13] Alekseev S.G., Gulyaev Yu.V., Mansfeld G.D., Pustovoit V.I., Dmitriev V.F. // Ultrasonic Symp. Proc. 2005. P. 2124–2127.
- [14] Auld B.A. Acoustic Fields and Waves in Solids. Vol. II. New York: Wiley Interscience. 1973. P. 365–368.
- [15] Дмитриев В.Ф. // РиЭ. 1992. Т. 37. № 4. С. 730–735.